

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 63-073731

(43)Date of publication of application : 04.04.1988

(51)Int.Cl.

H04J 13/00

(21)Application number : 61-217806

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 16.09.1986

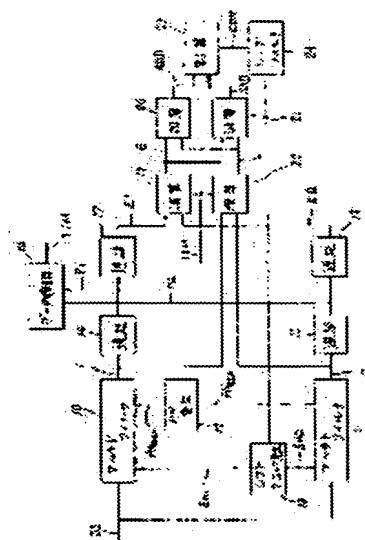
(72)Inventor : FUJITA MASAHIRO

(54) SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION DEMODULATOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To miniaturize and simplify the entire constitution by using the same matched filter in common not only to initial connection processing but also to synchronizing process processing keeping synchronizing state.

CONSTITUTION: When the system is led once into the synchronizing state, correlation output signals I, Q repeat a triangle wave period taking a high correlation level and a period taking nearly 0 level alternately. A shift clock generating circuit 13 changes the period of shift clock signals SIHI, SHQ in response to the deviation of timing to allow a data demodulation section 16 to fetch the signal at the peak point of the correlation output signals I, Q. Thus, the synchronizing state with the reference PN signal PNGEN of the reception signal SS is kept. Thus, the matched filters 10, 11 are used to maintain the synchronizing state and the constitution is much simplified and miniaturized in comparison with a conventional equipment.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

⑨ 日本国特許庁(JP) ⑩ 特許出願公開
⑪ 公開特許公報(A) 昭63-73731

⑫ Int.Cl.⁴
H 04 J 13/00

識別記号 庁内整理番号
A-8226-5K

⑬ 公開 昭和63年(1988)4月4日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全7頁)

⑭ 発明の名称 スペクトラム拡散通信復調装置

⑮ 特 願 昭61-217806

⑯ 出 願 昭61(1986)9月16日

⑰ 発 明 者 藤 田 雅 博 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

⑱ 出 願 人 ソニー株式会社 東京都品川区北品川6丁目7番35号

⑲ 代 理 人 弁理士 田 辺 恵 基

明 細 書

1. 発明の名称

スペクトラム拡散通信復調装置

2. 特許請求の範囲

スペクトラム拡散信号でなる受信信号と、内部で発生した基準PN信号とをマッチドフィルタに入力し、上記マッチドフィルタから得られた上記受信信号と上記基準PN信号との相関出力信号に基づき、同期状態に引き込むようにしたスペクトラム拡散通信復調装置において、

上記相関出力信号が三角波状に変化する高い相関レベルを示す期間内の所定タイミングでそのレベルを複数点サンプリングし、そのサンプリングによる検出出力によつて上記基準PN信号に対する受信信号の相対位相をずらせて同期状態を維持させるようにした

ことを特徴とするスペクトラム拡散通信復調装置。

3. 発明の詳細な説明

A 産業上の利用分野

本発明はスペクトラム拡散通信復調装置に関し、例えば人工衛星を用いた測距システムに適用し得るものである。

B 発明の概要

本発明はスペクトラム拡散通信復調装置において、同期状態に引き込む初期接続処理だけでなく、同期状態を維持させる同期過程処理に対しても同一のマッチドフィルタを共用することにより、全体としての構成を小型、簡易化し得るようにしたものである。

C 従来の技術

スペクトラム拡散通信方式は、伝送すべき情報信号(ベースバンド信号)を、当該情報信号よりも十分に広いスペクトラム幅をもつ擬似雑音符号(これをPN符号と呼ぶ)で変調し、スペクトラムを拡散して伝送する通信方式であり、各通信チ

特開昭63-73731 (2)

ヤンネルに対して相互相関が十分に小さいPN符号を割り当てることにより、各通信チャンネル間の漏話がほとんどない高い秘話性を実現できる点に特徴がある。

このスペクトラム拡散通信方式による伝送信号を受信する際には、復調装置の内部において基準PN信号を発生し、スペクトラム拡散受信信号に含まれる受信PN信号に対して位相同期させることにより（これをPN同期と呼ぶ）、高い自己相関出力を得るいわゆる逆拡散処理を行って伝送信号からベースバンド信号を取り出し、データ復調部へ送出する。

このPN同期処理は、受信PN信号と基準PN信号とを同期状態に引き込むための、いわゆる初期接続段階と、得られた同期関係を維持するための同期過程段階とに分けられ、初期接続方法として、従来、第7図に示すスライディング方式が採用されている。

すなわち、受信信号SSと、PN発生回路1から送出された基準PN信号PN_{ref}とを乗算器2

において乗算してその乗算出力MULをエンロープ検波回路3に与え、得られたエンロープ検波出力ENVに基づき、コントローラ（図示せず）がPN同期を判別して同期が得られていないと判別したときにはPN発生回路1からの基準PN信号PN_{ref}の発生タイミングを基準PN信号を構成するPN符号の1チップ分ずらせ、以下、同様の動作を繰り返してPN同期が得られるようにしている。

ここで、PN符号は、第8図に示すように受信PN信号と基準PN信号との位相が一致したとき自己相関関数COEが非常に高くなり、かつ位相が一致しないとき自己相関関数CONがほぼ0になるように定められており、従って乗算出力MULのエンロープレベルが所定のスレシホールドレベルを超えたときPN同期がとれたことを判別し得る。

しかしながら、スライディング方式によるとPN符号の1周期について1回しかPN同期状態を判別し得ず、PN同期状態に引き込むまでに長時

間（實際上、4（秒）程度）を要していた。

ところで、表面弾性波遅延線、CCD（charge coupled device）、デジタル技術の発展に伴い、当該復調装置に第9図に示すようなマッチドフィルタ5が用いられるようになってきた。すなわち、受信信号SSをシフトレジスタ6に入力し、レジスタ7に基準PN信号PN_{ref}をセットし、整合判別部8でシフトレジスタ6及びレジスタ7の対応する位置のデータが一致するか否かを判別し、一致個数に対応する信号レベルの判別出力SOを総和部9から出力するようにし、これにより基準PN信号PN_{ref}と受信信号SSに含まれる受信PN信号との自己相関をとるようになされている。

このマッチドフィルタ方式を用いれば、理論上、PN符号の1周期程度の短い時間の間に、受信信号SSに対するPN同期をとることができる。

D 発明が解決しようとする問題点

しかしながら、このようにマッチドフィルタを用いた復調装置においても、同期過程段階におい

ては、PN同期関係を維持するために基準PN信号を容易に移相し得るスライディング方式を用いた構成（スライディングDLL方式や π ディザ方式）が採用されている。

従って、逆拡散処理によつてPN同期を得る構成として、初期接続構成と、同期過程構成とを別個に形成することを要し、構成が大型化し、高価になるという問題がある。

本発明は以上の点を考慮してなされたもので、PN同期の初期接続用マッチドフィルタを用いて同期過程の処理をし得ると共に、全体としての構成を一段と小型、簡易化し得るスペクトラム拡散通信復調装置を提供しようとするものである。

E 問題点を解決するための手段

かかる問題点を解決するため、本発明においては、スペクトラム拡散信号でなる受信信号SSと、内部で発生した基準PN信号PN_{ref}とをマッチドフィルタ10、11に入力し、マッチドフィルタ10、11から得られた受信信号SSと基準PN

特開昭63-73731 (3)

N信号 $P_{N_{ref}}$ との相関出力信号I、Qに基づき、同期状態に引き込むようにしたスペクトラム拡散通信復調装置において、相関出力信号が三角波状に変化する高い相関レベルを示す期間内の所定のタイミングでそのレベルを複数点サンプリングし、そのサンプリングによる検出出力によつて基準PN信号 $P_{N_{ref}}$ に対する受信信号SSの相対位相をずらせて同期状態を維持させるようにした。

F 作用

一旦同期状態に引き込まれると、相関出力信号I、Qは高い相関レベルをとる三角波状の期間と、ほぼ0レベルをとる期間とを交互に繰り返す。

その結果、このレベルを所定のタイミングで監視することにより、受信信号SSの基準PN信号 $P_{N_{ref}}$ に対する相対的な位相の変化を判別することができ、マッチドフィルタ10、11における受信信号SSの位相を相対的に、かつ直接又は間接的に調整することにより同期状態を維持させることができる。

位相が不一致のときほぼ「0」をとるように定められた符号であるので、受信信号SSを入力していくと、その受信信号SSに含まれる受信PN信号が基準PN信号と一致したときに三角波状に立ち上がり（その期間はPN符号の2チップ分の期間である）、それ以外のとき一定値をとるものとなる。

ここで、送信装置においてPN符号を発生する際に用いる原発振器によるクロック周波数と、当該復調装置における原発振器によるクロック周波数とを完全に一致させるようにすることは実際上困難であり、僅かに周波数が異なる。

そのため、第1図においては、原発振器によるクロック信号に基づき、VCO（電圧制御型発振器）構成のシフトクロック発生回路13においてシフトクロック信号SHI、SHQを発生し、受信信号SSをマッチドフィルタ10、11内において順次シフトさせて相関出力信号I及びQを得ると、その相関出力信号I及びQは第2図（A）、（B）に示す原発振器間の周波数ずれに応じた低

その結果、マッチドフィルタ10、11を同期状態の維持にも用いることができ、従来装置に比べて構成を小型、簡易化し得る。

G 実施例

以下、図面を参照しながら、本発明の一実施例を詳述する。

(G1) 第1実施例

第1図において、スペクトラム拡散信号である受信信号SSは、第1及び第2のマッチドフィルタ10及び11に与えられる。第1及び第2のマッチドフィルタ10及び11には、比較基準信号として当該通信チャンネルに割り当てられた基準PN信号 $P_{N_{ref}}$ がPN信号発生回路12より与えられており、順次シフトしていく受信信号SSと固定的な基準PN信号 $P_{N_{ref}}$ との相関がとられ、その相関出力信号I及びQ（第2図（A）及び（B））が出力される。

PN符号の自己相関係数は従来装置において上述したように、位相が一致しているときに高く、

周波ビート成分 \cos 、 \sin を含むものとなる。なお、送信装置が人工衛星のような移動体に搭載されている場合にはドップラシフトによつてもこの低周波ビート成分 \cos 、 \sin が生じる。

ここで、第1のマッチドフィルタ10に対するシフトクロック信号SHIに比べて第2のマッチドフィルタ11に対するシフトクロック信号SHQが90度だけ遅延されており、そのため相関出力信号I及びQにおける低周波ビート成分 \cos 、 \sin も90度だけ位相が異なるものとなる。

このような波形形状を有する相関出力信号I及びQはそれぞれ、遅延回路14及び15を介してPN符号における1チップの時間TCHの半分TCH/2だけ遅延されてコスタスループ構成のデータ復調部16に与えられる。データ復調部16は、タイミング制御回路（図示せず）が相関出力信号I、Qに基づき形成したピークタイミング制御信号TIMを受けて遅延後の相関出力信号PI及びPQの上側又は下側のピーク点で信号を取り込んでデータを復調するようになされている。

特開昭63-73731 (4)

これら遅延後の各相関出力信号P1、PQはそれぞれ、遅延回路17、18を介して時間TCH/2だけ遅延されて演算回路19に与えられる。演算回路19は、これらの入力信号E1、EQを2乗加算して低周波ビート成分を除去した後平方根演算し、ピークタイミング制御信号TIMに基づき、過去の受信信号より判断して得られたデータ復調部16に与えられる相関出力信号P1、PQのピーク点のタイミングにおける演算値信号E(第3図(B))を加算器20及び減算器21に与える。

また、相関出力信号I及びQは第2の演算回路22に与えられる。第2の演算回路22は、第1の演算回路19と同様にして、まず2乗加算し、その後、平方根演算してピークタイミング制御信号TIMに基づいたタイミングで演算値信号L(第3図(A))を加算器20及び減算器21に与える。

加算器20はこれら演算値信号E及びLを加算してその加算出力信号ADDを割算器23に与え、

減算器21は演算値信号Eから演算値信号Lを減算してその減算出力信号SUBを割算器23に与える。割算器23は減算出力信号SUBを加算出力信号ADDで割算して位相調整信号CONを形成し、ループフィルタ24を介してノイズ成分を除去すると共に、定常的な位相誤差が残らないようにしてシフトクロック発生回路13に与える。

かくして、シフトクロック発生回路13はシフトクロック信号SHI、SHQの周期を変化させ、相関出力信号P1、PQのピーク点においてデータ復調部16に信号を取り込ませるようにする。

以上の構成において、データ復調部16に与えられる相関出力信号P1、PQのピーク点のタイミングが、過去の情報より判断したピーク点のタイミングt1と同一である(すなわち、受信PN信号の周期が一定である)とする。この場合、第3図(A)及び(B)に示すように、演算値信号L(t1)とE(t1)とは等しくなり、減算器21による減算出力信号SUBは0となり、この減算出力信号SUBを割算器23において加算器

20による加算出力信号ADDで割算して得られた位相調整信号CONも0になる。その結果、シフトクロック発生回路13はシフトクロック信号SHI、SHQの周期を変化させず、継続してピーク点のタイミングで相関出力信号P1、PQをデータ復調部16に取り込ませる。

これに対して、受信PN信号の周期が変化し、過去の情報より判断したピーク点のタイミングt1と、得られた相関出力信号P1、PQのピーク点のタイミングt2とが、第4図(A)、(B)に示すように、Δt(以下、Δtに対応する位相ずれをΔφとする)だけずれたとする。この場合、演算値信号E、Lの三角波形状は対称であるので、得られた相関出力信号P1、PQのピーク点のタイミングt2における演算値信号E(t2)、L(t2)は次式、

$$E(t2) = A \left(\frac{1}{2} + \Delta\phi \right) \quad \dots\dots (1)$$

$$L(t2) = A \left(\frac{1}{2} - \Delta\phi \right) \quad \dots\dots (2)$$

で表すことができる。ここで、Aは演算値信号E、Lのピーク値とする。

従つて、割算器23からの位相調整信号CON(t2)は次式

$$\begin{aligned} CON(t2) &= \frac{E(t2) - L(t2)}{E(t2) + L(t2)} \\ &= 2\Delta\phi \quad \dots\dots (3) \end{aligned}$$

に示すようになり、タイミングのずれ(位相ずれ)に応じたものとなる。

その結果、この位相ずれΔφを補償するようにシフトクロック信号SHI、SHQの周期が変化され、継続してピーク点でデータ復調部16に信号が取り込まれるように制御される。かくして、同期過程処理が実行される。

なお、初期接続処理はマッチドフィルタ10又は11の相関出力信号I、Qのレベルを所定のス

特開昭63-73731 (5)

レシホールドレベルと比較することにより、容易に行うことができ、その具体的構成は図面上省略する。

上述の実施例によれば、初期継続処理に用いるマッチドフィルタ10、11を用いた同期過程処理をも実行し得、全体構成を一段と簡易、小型にすることができる。

(G2) 第2実施例

第5図は本発明の第2実施例を示すもので、第1図との対応部分には同一符号を付して示す。この実施例の場合、マッチドフィルタ10及び遅延回路14間、マッチドフィルタ11及び遅延回路15間にそれぞれスイッチ回路30、31を介挿し、位相調整信号CONに応じてVCO及び分周回路でなるスイッチング制御回路32がオンオフ制御信号SWを形成してスイッチ回路30、31をオンオフ制御させ、かくして、遅延回路14及び15がデータを取り込むタイミングを制御してデータ復調部16がピーク点で相関出力信号PI、

PQを取り込むことができるように構成されている。

なお、この実施例の場合、シフトクロック信号SHI、SHQの周期は固定される。

この実施例においても、マッチドフィルタ10及び11を初期継続処理及び同期過程処理に併用し得ることにより全体構成を小型、簡易化し得る。

(G3) 第3実施例

第6図に本発明の第3実施例を示す。この実施例の場合、基準PN信号PN_{ref}を位相調整信号CONに応じて移相してPN信号の1周期ごとに、マッチドフィルタ10、11にセットすることによりPN周期を継続して得られるようにしたものである。すなわち、PN発生回路12による基準PN信号PN_{ref}を一旦可逆シフトレジスタ35にセットし、位相調整信号CONの符号を符号判別回路36において判別してシフトレジスタ35のシフト方向を決める。また、絶対値回路37において位相調整信号CONの絶対値を取り出し、

その絶対値信号ABSに応じたパルス数のシフトクロック信号SHPNをシフトクロック発生回路38が形成してシフトレジスタ35の基準PN信号PN_{ref}をシフトし、相関出力信号PI、PQがノイズレベルにあるとき、マッチドフィルタ10、11の比較基準信号としてセットする。

なお、この実施例において、マッチドフィルタ10、11に対するシフトクロック信号SHI、SHQの周期は固定する。

この実施例によれば、受信信号SS、従つて受信PN信号の周期が変化すると、それに合わせて基準PN信号PN_{ref}をずらせてマッチドフィルタ10、11にセットし直すようにしたので、データ復調部16は相関出力信号PI、PQのピーク点を常時取り込むことができる。

すなわち、この実施例によつても、マッチドフィルタ10、11を初期継続処理のみならず、同期過程処理にも用い得ることにより装置を小型、簡易化し得る。

(G4) 他の実施例

なお、上述の実施例においては、シフトクロック発生回路13をVCO構成としたが、デジタル処理回路を多用している装置においては当該発生回路13をNCO(数値制御型発振器)で構成しても良い。

また、本発明による復調装置は、人工衛星を用いた測距システムのみならず、スペクトラム拡散信号を用いた通信システムに必要に応じて広く適用することができる。

H 発明の効果

以上のように、本発明によれば、マッチドフィルタを初期継続処理及び同期過程処理に併用し得るようにしたことにより、構成を一段と小型、簡易化し得るスペクトラム拡散通信復調装置を容易に得ることができる。

4. 図面の簡単な説明

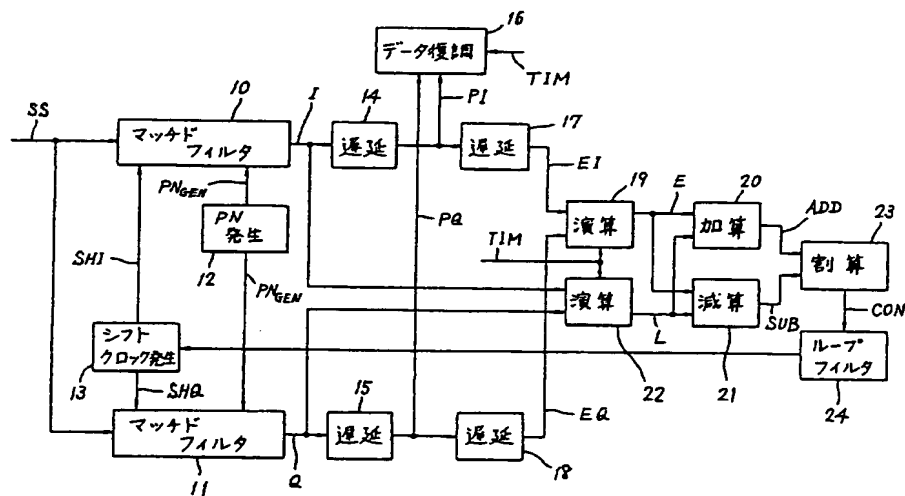
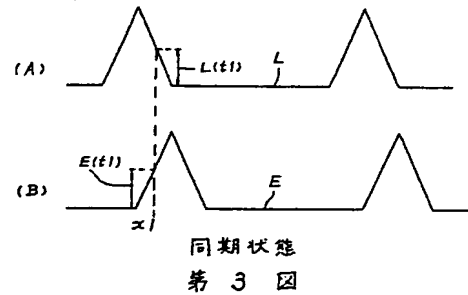
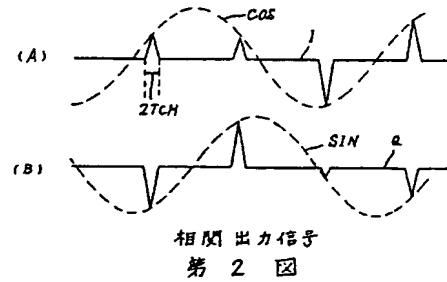
第1図は本発明によるスペクトラム拡散通信復

特開昭63-73731 (6)

調装置の第1実施例を示すブロック図、第2図～第4図はその動作の説明に供する信号波形図、第5図は本発明の第2実施例を示すブロック図、第6図は本発明の第3実施例を示すブロック図、第7図は従来装置による初期接続方法を示すブロック図、第8図はPN符号の自己相関係数を示す略線図、第9図はマッチドフィルタの構成を示す略線図である。

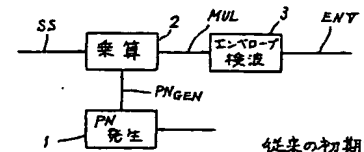
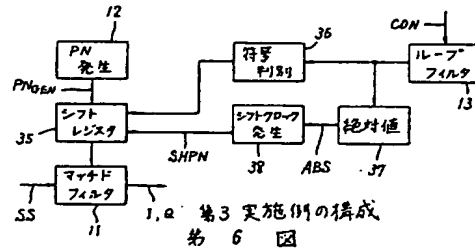
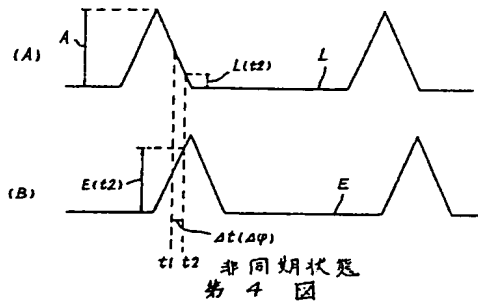
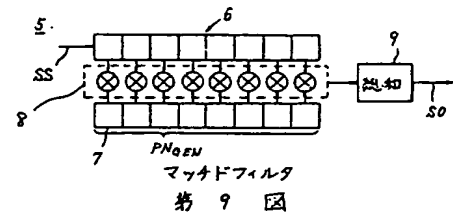
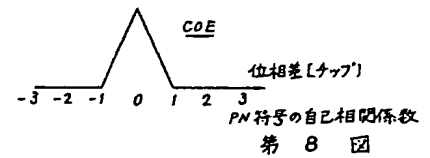
10、11……マッチドフィルタ、12……PN発生回路、13……シフトクロック発生回路、16……データ復調部、CON……位相調整信号。

代理人 田辺 恵 基

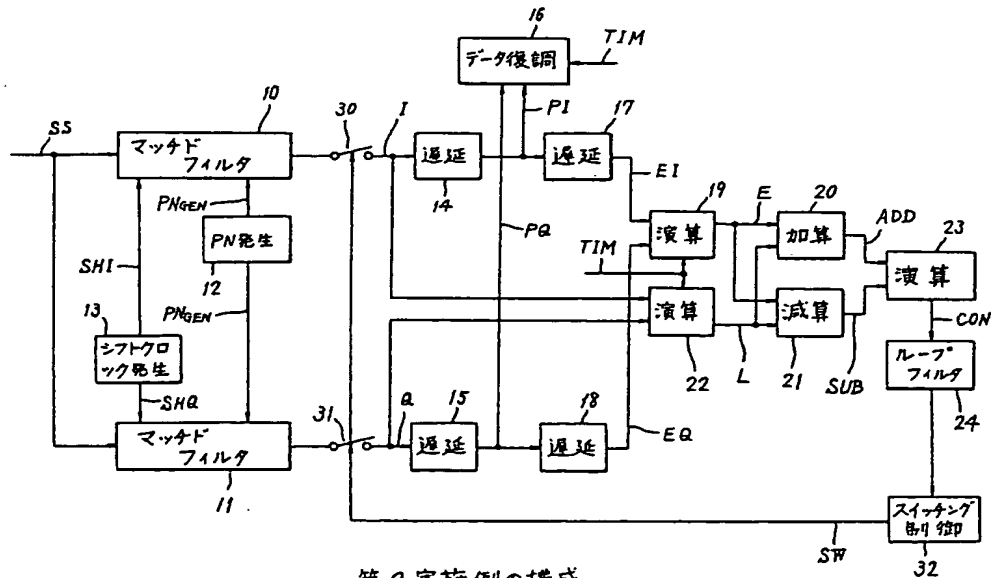


第1実施例の構成
第1図

特開昭63-73731 (7)

従来の初期接続方法
第7図

第9図

第2実施例の構成
第5図

